

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08336300 A**

(43) Date of publication of application: **17.12.96**

(51) Int. Cl

H02P 21/00

H02P 7/63

(21) Application number: **07164654**

(22) Date of filing: **07.06.95**

(71) Applicant: **FUJI ELECTRIC CO LTD NISSAN MOTOR CO LTD**

(72) Inventor: **SATO YOSHINOBU
NAKAYAMA TOMOHARU
FUJITA KOETSU
KINOSHITA SHIGENORI
ASO TAKESHI
KITADA SHINICHIRO
KIKUCHI TOSHIRO**

(54) **DRIVER FOR PERMANENT TYPE MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR**

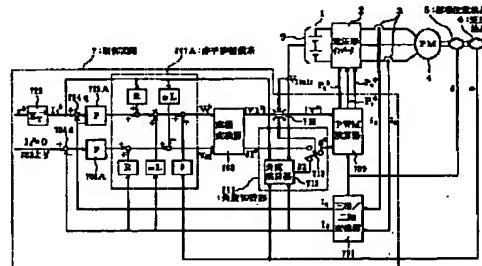
the second angle command value operated by the angle operation unit 712.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1996,JPO

PURPOSE: To utilize the output voltage from an inverter to the maximum while enhancing the accuracy of torque.

CONSTITUTION: The driver for permanent magnet type synchronous motor comprises a proportional regulator for d-axis, q-axis current control system if DC current control system and performs the weakening field control by bringing the d-axis current command value to zero. A control circuit 7 comprises a coordinate converter 708 for subjecting first d-axis voltage command value and q-axis voltage command value passed through a noninterference compensation system 707A to coordinate compensation thus producing the first amplitude command value and the first angle command value of voltage command vector, and a section 711 for switching the first angle command value through a switch 713 to a second angle command value operated by an angle operation unit 112. At the time of weakening vector control, an inverter is controlled based on a second voltage command vector comprising a second amplitude command value obtained by limiting the first amplitude command value to a voltage command limiter value, and



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-336300

(43)公開日 平成8年(1996)12月17日

(51)Int.Cl.
H 02 P 21/00
7/63

識別記号
H 02 P
7/63

府内整理番号
3 0 2

F I
H 02 P
7/63

5/408

7/63

技術表示箇所
C
3 0 2 M

(21)出願番号 特願平7-164654

(22)出願日 平成7年(1995)6月7日

審査請求 未請求 請求項の数3 FD (全7頁)

(71)出願人 000005234
富士電機株式会社
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(71)出願人 000003997
日産自動車株式会社
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(72)発明者 佐藤 労信
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機株式会社内
(72)発明者 中山 智晴
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機株式会社内
(74)代理人 弁理士 森田 雄一

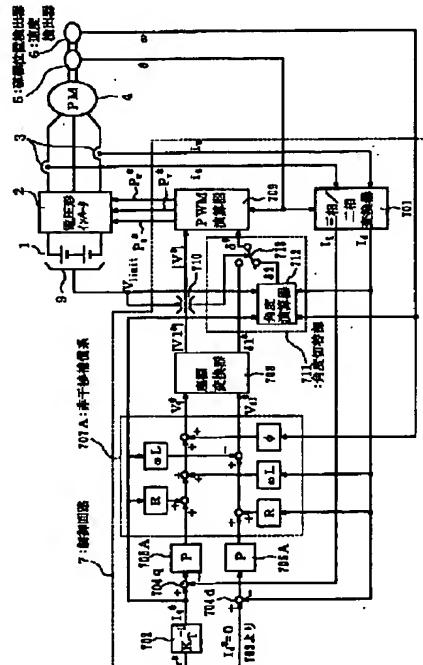
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 永久磁石形同期電動機の駆動装置

(57)【要約】

【目的】 インバータの出力電圧を最大限利用と共に、トルク精度を向上させる。

【構成】 直流電流制御系のd軸、q軸電流制御系に比例調節器を備え、d軸電流指令値を零にして弱め界磁制御を行う永久磁石形同期電動機の駆動装置に関する。制御回路7は、非干渉補償系707Aを経た第1のd軸電圧指令値とq軸電圧指令値とを座標変換して電圧指令ベクトルの第1の振幅指令値及び第1の角度指令値を生成する座標変換器708と、切替スイッチ713により第1の角度指令値を角度演算器712により演算した第2の角度指令値に切り替える角度切替部711とを備える。弱め界磁制御時には、第1の振幅指令値を電圧指令リミッタ値に制限して得た第2の振幅指令値と、角度演算器712により演算した第2の角度指令値とからなる第2の電圧指令ベクトルに基づきインバータを制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 回転子に永久磁石を有する永久磁石形同期電動機を駆動する電圧形インバータと、永久磁石が作る磁束と同期して回転し、かつ磁束と同一方向を d 軸、この d 軸に直交する方向を q 軸とした d-q 軸座標系において前記同期電動機の固定子電流検出値を座標変換することにより d 軸電流検出値及び q 軸電流検出値を求め、これらの電流検出値を各々 d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に追従させるように制御を行う直流電流制御系を備えると共に、d 軸電流を負方向に流して弱め界磁制御を行う制御回路とを備えた永久磁石形同期電動機の駆動装置であって、前記直流電流制御系における d 軸及び q 軸電流制御系に比例調節器を備え、d 軸電流指令値を零にして弱め界磁制御を行うようにした永久磁石形同期電動機の駆動装置において、

前記制御回路は、d 軸及び q 軸の比例調節器出力に対し電機子抵抗及び同期リアクタンスによる電圧降下補償並びに逆起電圧補償を行つて得た第 1 の d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを座標変換して電圧指令ベクトルの第 1 の振幅指令値及び第 1 の角度指令値を生成する座標変換器と、切替スイッチにより前記第 1 の角度指令値を角度演算器により演算した第 2 の角度指令値に切り替える角度切替部とを備え、

弱め界磁制御を行わない場合には、前記第 1 の振幅指令値及び第 1 の角度指令値からなる第 1 の電圧指令ベクトルに基づいてインバータを制御し、

弱め界磁制御を行う場合には、前記第 1 の振幅指令値を電圧指令リミッタ値に制限して得た第 2 の振幅指令値と、電動機定数、d 軸電流検出値、q 軸電流指令値、同期電動機の角速度から求めた第 2 の d 軸電圧指令値と電圧指令リミッタ値とを用いて前記角度演算器により演算した第 2 の角度指令値からなる第 2 の電圧指令ベクトルに基づいて、インバータを制御することを特徴とする永久磁石形同期電動機の駆動装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載の永久磁石形同期電動機の駆動装置において、

第 1 の振幅指令値が電圧指令リミッタ値に達した場合をもって弱め界磁制御時であると判断することを特徴とする永久磁石形同期電動機の駆動装置。

【請求項 3】 請求項 1 または 2 記載の永久磁石形同期電動機の駆動装置において、

角度切替部は、第 1 の角度指令値から第 2 の角度指令値を減じる減算手段と、弱め界磁制御時に前記減算手段の出力を選択し、弱め界磁制御時でない場合にゼロを選択するべく動作する切替スイッチと、この切替スイッチの出力を入力とするローパスフィルタと、このローパスフィルタの出力を第 1 の角度指令値から減じる減算手段とを備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、電圧形インバータにより永久磁石形同期電動機を弱め界磁制御付きで駆動する永久磁石形同期電動機の駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図 4 は、永久磁石形同期電動機の従来の駆動装置を示したものである。図において、1 は直流電源、2 は電圧形インバータ、3 は電流検出器、4 は永久磁石 (PM) 形同期電動機、5 は磁極位置検出器、6 は速度検出器、7' はインバータ 2 の制御回路、8 は相電圧検出器である。ここで、制御回路 7' は、トルク指令 τ^* が入力されて最終的にインバータ 2 の各相スイッチング素子に対するゲートパルス信号 P_{U^*} , P_{V^*} , P_{W^*} を生成し出力するものであり、以下、その構成を動作と共に説明する。

【0003】いま、同期電動機 4 の回転子である永久磁石が作り出す磁束と同期して回転する回転座標系で、磁束方向の座標軸を d 軸とし、これと直交する方向の座標軸を q 軸とする d-q 軸座標系を考える。まず、制御回路 7' において、701 は、電流検出器 3 による同期電動機 4 の相電流検出値 i_U , i_W を、磁極位置信号 θ を用いて上記 d-q 軸座標系の成分である直流電流検出値 I_d , I_q に変換する三相/二相変換器である。

【0004】一方、702 は、トルク指令値 τ^* にトルク係数の逆数 K_T^{-1} を掛けて q 軸電流指令値 I_{q^*} に変換する q 軸電流指令演算器であり、この q 軸電流指令値 I_{q^*} と三相/二相変換器 701 からの q 軸電流検出値 I_q との偏差が加算器 704q により演算される。703 は、相電圧検出器 8 からの相電圧検出値 V_U , V_V , V_W 及び速度検出器 6 からの角速度 ω に基づいて d 軸電流指令値 I_d^* を生成する d 軸電流指令演算器であり、この d 軸電流指令値 I_d^* と三相/二相変換器 701 からの d 軸電流検出値 I_d との偏差が加算器 704d により演算される。

【0005】加算器 704q, 704d から出力される偏差は、これらの偏差が零になるように調節動作する q 軸電流制御系及び d 軸電流制御系の比例・積分調節器 (P I 調節器) 705, 706 に入力される。ここで、加算器 704q, 704d 及び比例・積分調節器 705, 706 は、直流量としての q 軸電流検出値 I_q , d 軸電流検出値 I_d をそれぞれの指令値 I_{q^*} , I_{d^*} に追従せざるよう動作する直流電流制御系を構成している。

【0006】上記調節器 705, 706 の出力は、非干渉補償系 707 に入力される。この非干渉補償系 707 では、d 軸電流検出値 I_d , q 軸電流検出値 I_q 及び角速度 ω から、同期電動機 4 の電機子抵抗 R による電圧降下 $R I_d$, $R I_q$ 、同期リアクタンス ωL (L は同期インダクタンス) による電圧降下 $\omega L I_d$, $\omega L I_q$ 、逆起電圧分の $\omega \phi$ (ϕ は逆起電圧定数としての磁束) が補償項としてそれぞれ演算される。これらの補償項は調節器 70

5, 706の各出力に図示の符号で加算され、d-q軸座標系の二相電圧指令値（d軸電圧指令値及びq軸電圧指令値） V_d^* , V_q^* が生成される。

【0007】上記電圧指令値 V_d^* , V_q^* は座標変換器708に入力され、座標変換器708では、d軸またはq軸を基準とした角度指令値 δ^* での極座標形式により表現される、振幅指令値が $|V^*|$ の電圧指令ベクトル V^* に変換される。そして、これらの振幅指令値 $|V^*|$ 及び角度指令値 δ^* はPWM演算器709に入力され、磁極位置信号 θ を用いてPWM演算を行うことにより、インバータ2の各相スイッチング素子に対するゲートパルス信号 P_{U}^* , P_{V}^* , P_{W}^* が生成される。インバータ2では、これらのゲートパルス信号 P_{U}^* , P_{V}^* , P_{W}^* に従ってスイッチングを行い、電圧指令と一致する電圧を出力して同期電動機4が駆動されることになる。

【0008】さて、永久磁石形同期電動機を駆動する場合、磁束方向成分であるd軸電流を零にし、直交するq軸電流のみを流して永久磁石の磁束がすべて有効磁束として作用するように制御することが一般的である。しかし、この制御では、永久磁石形同期電動機は界磁が一定であるため、高速で回転しようとするとインバータの出力し得る最大電圧よりも誘起電圧の方が高くなつて発電機動作となつてしまつため、運転速度に限界がある。そこで、負のd軸電流を流すことにより見かけ上、界磁を弱め、高速運転を可能にする弱め界磁制御が用いられる。

【0009】図4に示した従来技術においても、弱め界磁制御を行わずに永久磁石形同期電動機4を駆動するときにはd軸電流指令値 I_d^* を零としている。しかるに、同期電動機4の誘起電圧がインバータ2の出力し得る最大電圧よりも大きくなる場合、すなわち弱め界磁制御が必要な場合には負のd軸電流が流れるが、d軸電流制御系に比例・積分調節器706を用いているため、d軸電流指令値 I_d^* とd軸電流検出値 I_d との間に偏差があると調節器706の出力は無限大になつてしまう。更に、調節器706の出力側にリミッタがある場合には無限大になることはないが、調節器706が飽和してしまう。従つて、d軸電流指令値 I_d^* を適當な負の値にする必要がある。

【0010】そこで、d軸電流指令演算器703では、相電圧検出器8からの相電圧検出値 v_{U} , v_{V} , v_{W} 及び速度検出器6からの角速度 ω を用いて、例えば数式1のような演算により負のd軸電流指令値 I_d^* を求めていく。

【0011】

$$[\text{数1}] I_d^* = - (R I_q + \omega \phi - V_q) / \omega L$$

【0012】数式1における電動機定数 ϕ , R , L は本来一定の筈であるが、実際には温度等の影響により変化する。また、 L は ω や R に比べて非常に小さいため、低速時すなわち ω が小さいときに温度等による ϕ や R の変

動が I_d^* の値に大きく影響することになり、d軸電流指令値 I_d^* が非常に不正確なものとなつてしまう。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来技術のように、d軸、q軸共に比例・積分調節器を用いた電流制御系では、弱め界磁制御を行う場合に負のd軸電流が流れる。従つて、調節器を飽和させないためには、d軸電流指令値 I_d^* を数式1のような演算式に従つて演算する必要がある。更に、調節器の飽和を防ぐために、出力電圧の振幅指令値はインバータが高出力できる電圧最大値に対して余裕を持たせることが必要になる。

【0014】しかるに、前述したように数式1における電動機定数は温度等により変化するため、正確な演算を行うには回転子上の永久磁石の温度を正確に測定したり、電動機定数を温度補正することが更に必要になる。従つて、調節器を飽和させないためには、d軸電流指令値 I_d^* を磁束等の変動分の余裕を持たせた大きい値にする必要があり、電圧指令値の余裕が大きくなつてインバータが本来出力できる最大電圧まで電圧を有效地に利用できぬという問題を生じていた。

【0015】本発明は上記問題点を解決するためになされたもので、その目的とするところは、インバータの出力電圧利用率を高め、しかも、トルク精度を向上させることができる永久磁石形同期電動機の駆動装置を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、請求項1記載の第1の発明は、回転子に永久磁石を有する永久磁石形同期電動機を駆動する電圧形インバータと、永久磁石が作る磁束と同期して回転し、かつ磁束と同一方向をd軸、このd軸に直交する方向をq軸としたd-q軸座標系において前記同期電動機の固定子電流検出値を座標変換することによりd軸電流検出値及びq軸電流検出値を求め、これらの電流検出値を各々d軸電流指令値及びq軸電流指令値に追従させるように制御を行う直流電流制御系を備えると共に、d軸電流を負方向に流して弱め界磁制御を行う制御回路とを備えた永久磁石形同期電動機の駆動装置であつて、前記直流電流制御系におけるd軸及びq軸電流制御系に比例調節器を備え、d軸電流指令値を零にして弱め界磁制御を行うようにした永久磁石形同期電動機の駆動装置において、前記制御回路は、d軸及びq軸の比例調節器出力に対し電機子抵抗及び同期リアクタンスによる電圧降下補償並びに逆起電圧補償を行つて得た第1のd軸電圧指令値とq軸電圧指令値とを座標変換して電圧指令ベクトルの第1の振幅指令値及び第1の角度指令値を生成する座標変換器と、切替スイッチにより前記第1の角度指令値を角度演算器により演算した第2の角度指令値に切り替える角度切替部とを備え、弱め界磁制御を行わない場合には、前記第1の振幅指令値及び第1の角度指令値からなる第1

の電圧指令ベクトルに基づいてインバータを制御し、弱め界磁制御を行う場合には、前記第1の振幅指令値を電圧指令リミッタ値に制限して得た第2の振幅指令値と、電動機定数、d軸電流検出値、q軸電流指令値、同期電動機の角速度から求めた第2のd軸電圧指令値と電圧指令リミッタ値とを用いて前記角度演算器により演算した第2の角度指令値とからなる第2の電圧指令ベクトルに基づいて、インバータを制御するものである。

【0017】請求項2記載の第2の発明は、上記第1の発明において、第1の振幅指令値が電圧指令リミッタ値に達した場合をもって弱め界磁制御時であると判断するものである。

【0018】請求項3記載の第3の発明は、上記第1または第2の発明において、角度切替部が、第1の角度指令値から第2の角度指令値を減じる減算手段と、弱め界磁制御時に前記減算手段の出力を選択し、弱め界磁制御時でない場合にゼロを選択するべく動作する切替スイッチと、この切替スイッチの出力を入力とするローパスフィルタと、このローパスフィルタの出力を第1の角度指令値から減じる減算手段とを備えたものである。

$$\begin{aligned}\delta 2^* &= -\sin^{-1}(V_{d2}^*/V_{limit}) + \pi/2 \quad (\text{正転}) \\ &= \sin^{-1}(V_{d2}^*/V_{limit}) + 3\pi/2 \quad (\text{逆転})\end{aligned}$$

【0023】このときの第2の電圧指令ベクトルV2(振幅指令値|V_{limit}*|、角度指令値δ2*)は、前記電圧指令ベクトルV1'の振幅が等しいが角度(δ2)はδ1よりも大きく開いている。一般に、永久磁石形同期電動機では、速度が等しければ電圧指令ベクトルのq軸からの角度が大きいほど大きなトルクが出力されることが知られている。この様子を図3に示す。なお、図において破線の円は電圧指令リミッタ値である。

【0024】従って、弱め界磁制御の場合に電圧指令ベクトルの角度指令値をδ1からδ2に切り替えることにより、大きなトルクを出力することができ、トルク電流を補償しているのでトルク精度も向上する。同時に、電圧指令リミッタ値をインバータが出力できる最大電圧に設定することで、電圧を有効に利用可能である。

【0025】

【実施例】以下、図に沿って各発明の実施例を説明する。図1は請求項1及び請求項2に記載した発明の実施例を示すものであり、図4と同一の構成要素には同一の符号を付して詳述を省略し、以下では異なる部分を中心に説明する。

【0026】図1において、9は直流電源電圧E_dを検出する直流電圧検出器であり、その直流電圧検出値から演算される電圧指令リミッタ値は、座標変換器708の電圧指令ベクトルの振幅指令値の出力側に設けられたリミッタ710と角度演算器712に入力されている。上記リミッタ710は、電圧指令ベクトルの振幅指令値をインバータが出力し得る最大電圧値である電圧指令リミッタ値に制限するものである。なお、この実施例で

【0019】

【作用】本発明における弱め界磁制御の場合の作用を説明する。第1のd軸電圧指令値V_{d1}*とq軸電圧指令値V_q*から生成される第1の電圧指令ベクトルV1の振幅指令値は、インバータの出力できる電圧よりも大きくなり、電圧指令リミッタ値V_{limit}により制限されて振幅指令値|V_{limit}*|、角度指令値δ1*の電圧指令ベクトルV1'となる。仮りに、これを選択すると、電圧指令ベクトルの振幅が制限されるため、出力されるトルクはトルク指令値よりも小さい値となる。

【0020】一方、d軸電圧指令値として、トルク電流指令値(q軸電流指令値)I_q*を補償するような第2のd軸電圧指令値V_{d2}*(下記の式2)を選択し、かつ、第2の角度指令値δ2*(同式3)を選択する。なお、これらの演算及び選択は角度切替部により実行される。

【0021】

$$V_{d2}^* = R I_d - \omega L I_{q^*}$$

【0022】

【0023】

$$\delta 2^* = -\sin^{-1}(V_{d2}^*/V_{limit}) + \pi/2 \quad (\text{正転})$$

$$\delta 2^* = \sin^{-1}(V_{d2}^*/V_{limit}) + 3\pi/2 \quad (\text{逆転})$$

は、図4に示した相電圧検出器8は設けられていない。

【0027】制御回路7内のq軸及びd軸の直流電流制御系には、電流調節器として比例調節器(P調節器)705A, 706Aが用いられており、非干渉補償系707Aでは、q軸電流指令値I_q*、d軸電流検出値I_d及び同期電動機4の角速度ωを用いて電機子抵抗Rや同期リアクタンスωLによる電圧降下補償、逆起電圧補償を行っている。更に、この実施例では、d軸電流指令値I_d*は常にゼロ(I_d* = 0)となっている。

【0028】q軸電流指令値I_q*、d軸電流検出値I_d、前記電圧指令リミッタ値V_{limit}及び角速度ωは角度演算器712に入力されており、この角度演算器712は、前述した式2、式3の演算を行って第2の角度指令値δ2*を出力するものである。713は座標変換器708から出力される第1の角度指令値δ1*と前記第2の角度指令値δ2*とを切り替える切替スイッチであり、切替スイッチ713は、第1の電圧指令ベクトルの振幅指令値|V1*|が電圧指令リミッタ値V_{limit}に達したときに弱め界磁制御時であると判断して第2の角度指令値δ2*側に切り替わり、これを角度指令値δ*としてPWM演算器709に出力する。これらの角度演算器712及び切替スイッチ713により、角度切替部711が構成されている。

【0029】次に、この実施例の動作を説明する。まず、座標変換器708から出力される第1の電圧指令ベクトルV1の振幅指令値(第1の振幅指令値)|V1*|が電圧指令リミッタ値V_{limit}に達していない場合には、弱め界磁制御時ではないと判断される。このとき、

非干渉補償系707では、電動機定数R, L, ϕ , d軸電流検出値 I_d , q軸電流指令値 I_q^* 、角速度 ω を用いて補償演算が行われ、これらはq軸及びd軸の比例調節器705A, 705Bの出力に図示の符号で加算されて第1のd軸電圧指令値 V_{d1}^* 、q軸電圧指令値 V_q^* となる。

【0030】そして、これらの第1のd軸電圧指令値 V_{d1}^* 、q軸電圧指令値 V_q^* は座標変換器708に入力され、第1の電圧指令ベクトルV1が生成される。この電圧指令ベクトルV1は、第1の振幅指令値 $|V1^*|$ と第1の角度指令値 δ_1^* からなる。このとき、切替スイッチ713は座標変換器708側になっているので、電圧指令ベクトルの振幅指令値 $|V^*|$ 及び角度指令値 δ^* としてそれぞれ $|V1^*|$, δ_1^* がPWM演算器709に入力されることになる。

【0031】一方、第1の電圧指令ベクトルV1の振幅指令値 $|V1^*|$ が電圧指令リミッタ値 V_{limit} に達した場合には弱め界磁制御時であると判断され、上記振幅指令値 $|V1^*|$ は電圧指令リミッタ値 V_{limit} に制限される。このとき、切替スイッチ713は角度演算器712側に切り替わっているので、角度演算器712により演算した第2の角度指令値 δ_2^* が選択されている。

【0032】これにより、電圧指令ベクトルの振幅指令値 $|V^*|$ 及び角度指令値 δ^* として、それぞれ $|V_{limit}|$, δ_2^* がPWM演算器709に入力されることになる。ここで、 $|V_{limit}|$ は第2の電圧指令ベクトルV2を構成する第2の振幅指令値($|V2^*|$)、 δ_2^* は同じく第2の角度指令値である。

【0033】従来と同様に、PWM演算器709は振幅指令値 $|V^*|$ 及び角度指令値 δ^* からなる電圧指令ベクトルと磁極位置検出器5からの磁極位置信号 θ を用いてPWM演算を行い、電圧形インバータ2のゲートパルス信号 P_U^* , P_V^* , P_W^* を生成する。インバータ2では、これらのゲートパルス信号 P_U^* , P_V^* , P_W^* に従って直流電圧をスイッチングすることにより、任意の電圧で同期電動機4を駆動する。

【0034】なお、上記実施例では、第1の電圧指令ベクトルV1の振幅指令値 $|V1^*|$ が電圧指令リミッタ値 V_{limit} に達したことをもって弱め界磁制御時であると判断しているが、例えば、d軸電流検出値 I_d が負のある値以下になったことから弱め界磁制御時であることを検出しても良い。

【0035】次に、角度切替部の他の例を図2を参照しつつ説明する。なお、図2の角度切替部711Aを備えた駆動装置が請求項3記載の発明の実施例に相当する。図2において、弱め界磁制御を行わない場合の第1の角度指令値 δ_1^* から、角度演算器712の出力である第2の角度指令値 δ_2^* を加算器715により減算する。

【0036】切替スイッチ713により、弱め界磁制御

時には加算器715の出力を選択し、弱め界磁制御を行わない場合にはゼロを選択して所定の時定数を持つローパスフィルタ716に入力する。そして、加算器717により第1の角度指令値 δ_1^* からローパスフィルタ716の出力を減じた値を角度指令値 δ^* として、PWM演算器709に入力する。

【0037】この実施例によれば、弱め界磁制御時でない場合の第1の角度指令値 δ_1^* と弱め界磁制御時の第2の角度指令値 δ_2^* を切り替える場合に、加算器715の出力をローパスフィルタ716に通すことによってq軸電流指令値 I_q^* の急激な変化を抑え、電圧の急変により過電流が生じるのを防止することができる。

【0038】

【発明の効果】以上のように請求項1及び請求項2記載の発明によれば、弱め界磁制御の有無に応じて電圧指令ベクトルの角度指令値を切り替えることにより、インバータの出力電圧を最大限まで利用できると共に、トルク精度を向上させた弱め界磁制御を実現することができる。また、請求項3記載の発明によれば、角度指令値を切り替える際の過電流を抑制することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例を示すブロック図である。

【図2】角度切替部の他の例を示すブロック図である。

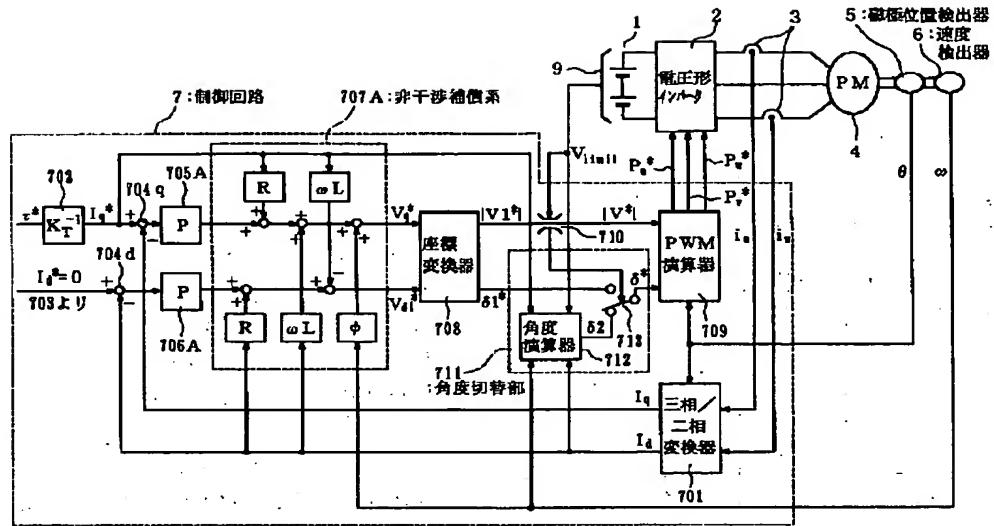
【図3】本発明の作用を説明するベクトル図である。

【図4】従来の技術を示すブロック図である。

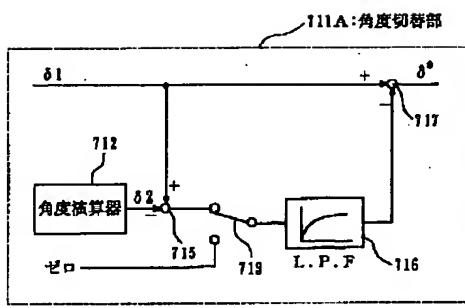
【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2 電圧形インバータ
- 3 電流検出器
- 4 永久磁石形同期電動機
- 5 磁極位置検出器
- 6 速度検出器
- 7 削御回路
- 8 直流電圧検出器
- 701 三相/二相変換器
- 702 q軸電流指令演算器
- 703 d軸電流指令演算器
- 704d, 704q 加算器
- 705A, 706A 比例調節器
- 707A 非干渉補償系
- 708 座標変換器
- 709 PWM演算器
- 710 リミッタ
- 711, 711A 角度切替部
- 712 角度演算器
- 713 切替スイッチ
- 715, 717 加算器
- 716 ローパスフィルタ

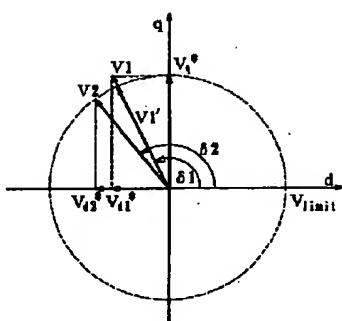
【図1】



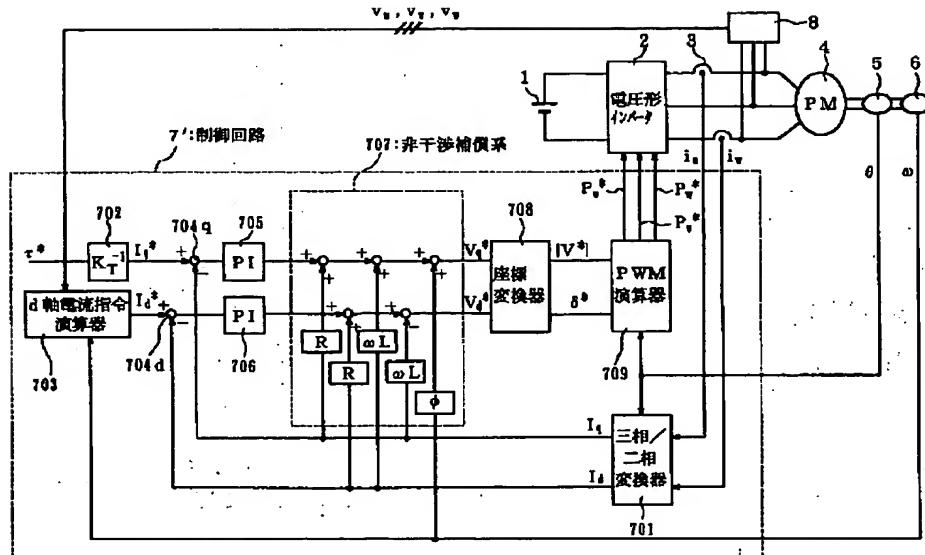
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

(72)発明者 藤田 光悦

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機株式会社内

(72)発明者 木下 繁則

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機株式会社内

(72)発明者 麻生 剛

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(72)発明者 北田 真一郎

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(72)発明者 菊池 俊雄

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内